Messungen
am
Sperrschichtventil – Meßwechselrichter

INAUGURAL-DISSERTATION
ZUR
ERLANGUNG DER DOKTORWÜRDE
DER
NATURWISSENSCHAFTLICHEN FAKULTÄT
DER
JOHANN WOLFGANG-GOETHE-UNIVERSITÄT
FRANKFURT A. M.

VORGELEGT VON KURT PFEIFFER AUS FRANKFURT A. M.

1938

BUCHDRUCKEREI EUGEN BREIDENSTEIN, FRANKFURT A. M.-SÜD

Messungen
am
Sperrschichtventil – Meßwechselrichter

INAUGURAL-DISSERTATION
ZUR
ERLANGUNG DER DOKTORWÜRDE
DER
NATURWISSENSCHAFTLICHEN FAKULTÄT
DER
JOHANN WOLFGANG-GOETHE-UNIVERSITÄT
FRANKFURT A. M.

VORGELEGT VON KURT PFEIFFER AUS FRANKFURT A. M.

1938

BUCHDRUCKEREI EUGEN BREIDENSTEIN, FRANKFURT A. M.-SÜD

Tag der mündlichen Prüfung: 24. Januar 1938

Referenten:

Herr Prof. Dr. Seddig

Herr Prof. Dr. Czerny

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

Meinen lieben Eltern.

Inhaltsverzeichnis.

	Seite
1. Einleitung	5
a) Verfahren zur mittelbaren Messung kleiner Gleichspannungen.	
b) Versuche mit einer Röhrenmodulationsschaltung.	8
2. Die verbesserte Modulationsschaltung.	9
3. Der Verstärker.	17
4. Der Schwingungserzeuger für die Trägerfrequenz.	20
5. Meßergebnisse	22
a) Die Temperaturabhängigkeit des Modulators.	22
b) Untersuchung des Einflusses der Kapazität.	24
c) Untersuchung des Einflusses der Eingangsspannung.	25
6. Das Ersatzbild der Modulationsschaltung. Näherungsrechnung der Optimalbildung.	28
7. Anwendungen und Grenzen des Meßwechselrichters.	37
8. Zusammenfassung.	39

Messungen am Sperrschichtventil-Meßwechselrichter.

1. Einleitung.

a) Verfahren zur mittelbaren Messung kleiner Gleichspannungen.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Umwandlung kleiner Gleichspannungen in der Größenordnung einiger Mikrovolt in Wechselspannungen beliebiger Frequenz zum Zwecke der Messung der auf ein Thermoelement auffallenden Strahlung mit einer leicht transportablen Anordnung, im Prinzip also ein Gleichstromverstärker.

Die grundsätzlichen, bisher angewandten Verfahren sollen im folgenden kurz besprochen werden. Das Nächstliegende ist die Einwirkung der Thermospannung auf das Gitter einer Elektronenröhre und die Ablesung der Veränderung des Anodenstromes an einem in den Anodenkreis geschalteten Milliamperemeter. Zu diesem Zweck müssen an die Elektronenröhre hohe Anforderungen gestellt werden[1]), wie: Möglichst kleiner Gitterstrom, gute Isolation zwischen Steuergitter und Anode, Anodenspannung unter 7 Volt, usw. Eine Vergrößerung der Steilheit der Röhre läßt sich durch Rückkopplung erzielen[2]). Da es sich um Messung sehr kleiner Spannung handelt, müssen die Betriebsspannungen der Röhre auf weniger als ein Promille konstant gehalten werden; es ist der Einbau von Stromreglern und Kompensatoren zur Ausschaltung von Spannungsschwankungen erforderlich. Die Grenze der Verstärkung ist bei dieser Meßanordnung in der Hauptsache durch Schwankungen des Nullpunktes gegeben[3]). Rosenberg[4]) erreichte Verstärkungsgrade von 600 000, zulässig waren jedoch nur 100 000. Die Schwankung des Anodenstromes durfte in 15 Minuten höchstens 0.5 Promille betragen. Hierher gehört auch ein Röhrengalvanometer von Hauser, Jäger und Vahle[5]). Aus dem bisher gesagten läßt sich leicht erkennen, welche Schwierigkeiten bei der unmittelbaren Verstärkung kleiner Gleichspannungen auftreten und welche Maßnahmen allein zur Konstanthaltung der Betriebsspannungen erforderlich sind. Des weiteren muß große Sorgfalt auf die Entstörung

des Verstärkers verwandt werden, da an den meisten Arbeitsplätzen Störungen in Form von Wechselfeldern vorhanden sind[6]). Diese können meistens durch Einbau in einen Faraday'schen Käfig beseitigt werden. Andere Störungen kommen durch Beeinflussung des Gitterkreises. Um auch diese Störungen so gut als möglich zu beseitigen, hat Custers[7]) die ganze Verstärkeranordnung in ein evakuiertes Gefäß untergebracht.

Wie man die unerwünschten Schwankungen der Hilfsspannungsquellen kompensieren kann, ist in einer Arbeit von Valensi[8]) angegeben. Die zu verstärkende Spannung wird gegenphasig an zwei Verstärkerwege gelegt, von denen der eine dreistufig, der andere vierstufig ist. Beide Verstärker haben gleichen Verstärkungsfaktor und die vierte Röhre ist nur zum Zweck der Phasenumkehr da, ohne mitzuverstärken. Die beiden verstärkten und nunmehr phasenrichtigen Spannungen addieren sich am Ausgangswiderstand, wobei Voraussetzung ist, daß die Endröhren im geradlinigen Teil der Kennlinie arbeiten. Die Gittervorspannungen werden gleichphasig an beide Verstärkerwege angelegt, sodaß sich Schwankungen dieser Spannungen am Verstärkerausgang aufheben, da sie dort gegenphasig ankommen und die Verstärkung auf beiden Wegen die gleiche ist.

Obgleich die angeführten Arbeiten eine leidlich betriebssichere Verstärkung in der Größenordnung bis zu 5 Zehnerpotenzen ermöglichen, kann man dennoch keinen entscheidenden Fortschritt gegenüber der unmittelbaren Messung mit einem spannungsempfindlichen Drehspulinstrument feststellen. Die untere Grenze für die zu verstärkende Spannung liegt bei einem Wert, der noch bequem von den modernsten Drehspulinstrumenten (Lichtmarkeninstrument mit doppelter Bandaufhängung und großer Nullpunktstabilität) erfaßt wird. Wenn man einerseits den außerordentlichen Aufwand an Stromquellen, Röhren und Reglern und andererseits die Annehmlichkeit der optischen Verstärkung von Galvanometerausschlägen[9]) in Betracht zieht, so ergibt sich leicht, daß die Verstärkung von Gleichspannungen nur dann Vorteile bringen kann, wenn vor dem Gitter der ersten Röhre eine Transformation stattfinden kann.

Dies wird in einer von Colberg[10]) vorgeschlagenen Schaltung verwirklicht: man legt in den Gitterkreis einer Verstärkerröhre eine Drosselspule, schaltet die zu messende Gleichspannung an und schaltet dann wieder ab. Die magnetische Energie der Drossel entläd sich über die Kapazität des Gitterkreises und der Spulenkapazität in einer gedämpften Schwingung, die sich an einem in den Anodenkreis eingeschalteten Kopfhörer als Knacken

äußert. Der Meßspannung wird eine Kompensationsspannung entgegengeschaltet und sind beide Spannungen gleich, so kann auch keine Schwingung, bzw. kein Knacken mehr entstehen.

Dieses zuletzt genannte Prinzip bildet einen Uebergang zu einem anderen, der Zerhackung der zu messenden Gleichspannung. Während vorher durch An- und Abschaltung der Meßspannung eine gedämpfte Schwingung entstand, wird hier eine Umwandlung auf eine konstante Schwingung vorgenommen, sei es nun durch Modulation einer Trägerfrequenz oder Zerhackung. Nach einer Arbeit von Wohlisch[11]) wird die Gleichspannung mit einer Frequenz von 100 Hz mechanisch zerhackt, im Verhältnis 1:1000 heraufgetransformiert und auf das Gitter einer Röhre übertragen. Im Anodenkreis liegt über einen Ausgangstransformator ein Saitengalvanometer als Vibrationsinstrument. Man erhält hier pro μ Volt auf 1 m Abstand einen Ausschlag von 200 mm.

Ein ähnliches Verfahren ist in einer Arbeit von Kröhnert und Miething[12]) beschrieben. Auch hier wird mittels eines Schwingkontakt-Meßwechselrichters eine Zerhackung mit einer Frequenz von 100 Hz vorgenommen und im Verhältnis 1:100 heraufgetransformiert. Die verstärkte, dem Anodenkreis entnommene Wechselspannung wird im Verhältnis 1:5 heraufgetransformiert und einem Röhrenvoltmeter zugeführt. Die Hilfsspannungen müssen auch hier mit großer Genauigkeit konstant gehalten werden, nur hat man hier durch geeignete Wahl der Röhre und der Anodenspannungen auf Gittervorspannungen verzichten können. Als Schwierigkeiten für eine beliebig hohe Verstärkung werden in der Hauptsache angegeben: 1) die Schwankungen der Hilfsspannungen, 2) der allgemeine Störspiegel, und 3) durch eine größere Zahl von Verstärkerröhren steigt die Neigung zur Eigenerregung des Verstärkers. Die Störung unter 1 und 2 liegt in der Größenordnung der Meßspannung, mitunter sogar höher.

Wenig angenehm bei dieser Methode sind die vielen Hilfsspannungen, die Entstehung von Kontaktpotentialen am Zerhacker und der Aufladung der Isolierteile, die man irgendwie beseitigen muß.

Diese Zerhackung der Gleichspannung kann man vermeiden, wenn man die Thermo EMK, wie zu Anfang erwähnt, auf das Steuergitter einer Röhre wirken läßt und der Schirmgitter- oder Anodenspannung eine Wechselspannung von beliebiger Frequenz überlagert[13]). Zwei solcher Röhren, im Gegentakt geschaltet, ergeben einen Modulator, wie oben erwähnt, nur mit dem großen Unterschied, daß ein Zerhacker überflüssig wird. Die Hilfsspannungen allerdings, wie Gitter-, Heiz- und Anodenbatterie, bleiben die-

selben. Der Verstärkungsfaktor, der mit dieser Anordnung erreicht wurde, beträgt etwa 1000.

b) Vorversuche mit einer Röhrenmodulationsschaltung.

Die Grundlage für das zu verwendende Meßgerät bildet die Gitterspannungs-Modulationsschaltung, bei der durch Veränderung der Gittervorspannung mit Hilfe der Thermo EMK eine Aenderung des inneren Widerstandes der Röhre erzielt wird. Der Anodenspannung wird eine Wechselspannung von einmal festgelegter Frequenz überlagert. Um eine größtmögliche Veränderung des inneren Widerstandes der Röhre zu erzielen, muß der Arbeitspunkt in den unteren Knick der Röhre gelegt werden. Ordnet man daher zwei solcher Art geschaltete Röhren gegeneinander an und läßt ihre Anodenströme die Wicklungen eines Differentialtransformators durchfließen, so heben sich die Wechselfelder auf und auf der Sekundärseite erscheint im Ruhezustand keine Spannung. Dadurch hat man weiterhin den Vorteil, daß der Uebertrager gleichstromfrei ist und seine hohe Anfangspermeabilität voll ausgenutzt werden kann. Für jedes Röhrengitter wurde ein Thermoelement verwandt, deren Enden an konstanten Gittervorspannungen liegen. Werden

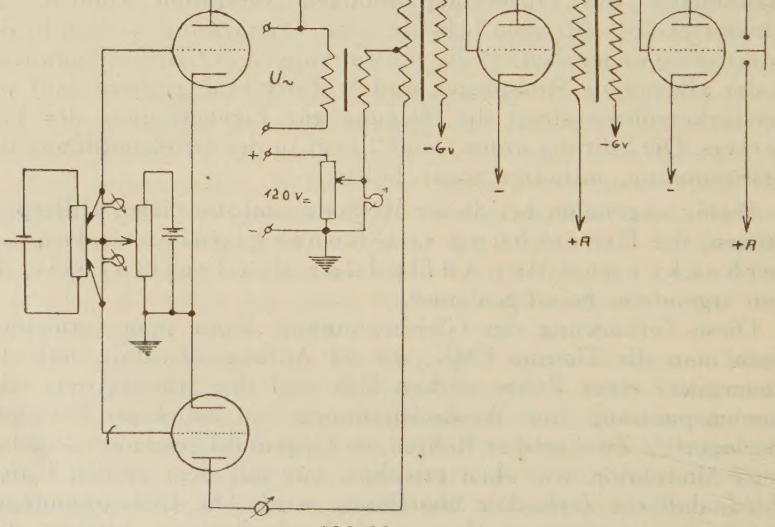

Abbildung 1.

die Thermoelemente Temperaturdifferenzen ausgesetzt, so erzeugen die an den Gittern entstehenden Spannungsdifferenzen zwei verschiedene Anodenwechselströme, die am Differentialtransformator eine Differenzspannung zur Folge haben. Diese sehr kleine Wechselspannung steuert einen Verstärker, der in erster Ausführung zwei Stufen transformatorisch gekoppelter Röhren enthielt, und in der Endstufe seine Spannung einem Telefon zuführte. Für diese Versuchsanordnung genügte zunächst die Verwendung eines Telefons; später wurde es durch ein empfindliches Meßinstrument ersetzt. In der Schaltung (Abb. 1) ist die Meßanordnung zu erkennen.

Um das Arbeiten während der Versuche zu erleichtern, wurden die Thermoelemente durch die Abgriffe an zwei Meß-Spannungsteilern ersetzt, die an zwei getrennten Batteriezellen lagen. Als Röhren fanden Verwendung zwei RE 134, jedoch wurden auch andere Typen ausprobiert, so Schirmgitterröhren, bei denen die Wechselspannung dem Schirmgitter zugeführt wurde. Die Frequenz betrug 615 Hz und blieb für alle anderen Versuche konstant; der eingeschaltete Drehkondensator C = 500 cm diente zum Phasenausgleich. Die Mindestverschiebespannung, um das Gerät zum Ansprechen zu bringen, betrug 10 m. Volt. Daß die größte Empfindlichkeit im unteren Knick zu erreichen sei, wurde durch Versuche bestätigt. Eine Folgeerscheinung dieses Arbeitens im unteren Knick ist das Auftreten von Harmonischen, sodaß bei Verschwinden der Grundwelle im Abgleich durch die unvermeidbare Unsymetrie der Zweige des Gegentaktmodulators Obertöne zu hören sind.

Die Hauptbestandteile des vollständigen Meßwechselrichters sind: 1) die Modulationsstufe, 2) der Verstärker, und 3) der Erzeuger für die Trägerfrequenz, die mit der Eingangsgleichspannung moduliert werden soll. Jeder dieser Bestandteile ist gleich wichtig und für sich entwickelt worden. Es soll daher auf jeden einzeln in dieser Reihenfolge eingegangen werden.

2. *Die verbesserte Modulationsschaltung.*

Der Gang der Entwicklung muß jetzt zu einer Vereinfachung und Vergrößerung der Betriebssicherheit führen. Eine Steigerung der Empfindlichkeit ist durch Erhöhung des Verstärkungsfaktors und durch geeignete Auswahl des Modulatorröhren-Paares in Bezug auf größtmögliche Symetrie der Kennlinien und Steilheit zu erreichen. Man kann ferner die Anzahl der w e s e n t l i c h e n Hilfsspannungen, von deren Konstanz die Leistungsfähigkeit der Schaltung abhängt, bis auf zwei vermindern, ganz vermeiden kann man sie jedoch nicht. Dazu kommt stets die notwendige, sehr konstante

Trägerfrequenzspannung. Es handelt sich also darum, ein Schaltelement zu finden, dessen Kennlinie der einer Elektronenröhre ähnelt, aber vor allem größere Anfangssteilheit besitzt und weniger Hilfsspannungen benötigt. Diesen Forderungen entspricht der Trockengleichrichter im Gebiet kleiner Spannungen; die Kennlinie eines solchen, und zwar eines Selenventils von SAF, ist aus der Abb. 2 zu ersenen.

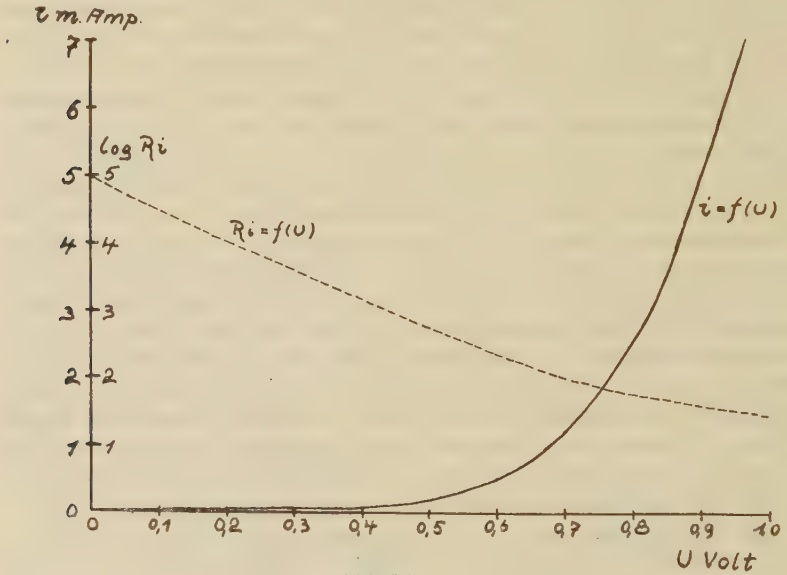

Abbildung 2.

Prinzipiell ist der Sperrschicht-Gleichrichter ein Ventil, genau wie die Röhre, nur benötigt er statt 3 bis 4 Hilfsspannungen nur eine und im besonderen Fall überhaupt keine. Diese kleine Gleichspannung ist notwendig, um den günstigsten Arbeitspunkt einzustellen, der aus der Funktion $Ri = f(u)$ zu ermitteln ist. Eine Verschiebung der Gleichspannung muß größte Widerstandsänderung zur Folge haben; das ist bei diesem Ventil bei der Vorspannung von 0 Volt der Fall. Bei den Versuchen wurde eine Vorspannung von etwa 0.5 Volt als günstigster Wert ermittelt, da hier die optimale Anpassung des differentiellen Widerstandes an den Scheinwiderstand des Differentialtransformators vorlag (vgl. S. 34 u. 37).

Die Schaltung der Gesamtanordnung hat sich jetzt wesentlich vereinfacht. Da die Anfangssteilheit der Ventile erheblich größer ist als die der Elektronenröhren, erzielt man auch am Differentialtransformator größere Spannungsdifferenzen. Der Strom J einer

Elektronenröhre im Raumladungsgebiet ist gegeben durch:

$$I = K \cdot U^{\frac{3}{2}}$$

Dieses Gesetz gilt in erster Annäherung auch für Sperrschicht-Ventile, wie der hier verwandte Selengleichrichter. Die Raumladungskonstante K hängt von den geometrischen Dimensionen der Röhre, bzw. des Ventils ab. Je näher die Anode an die Kathode zu liegen kommt, umso leichter können die Raumladungen durch die äußere Spannung U überwunden werden, umso größer ist also auch die Konstante K. Da nun bei Ventilen dieser Abstand sehr klein gewählt werden kann (10^{-5}—10^{-6} cm), ist also auch die Raumladungskonstante groß, größer als bei Röhren, demzufolge ist auch die spezifische Anfangssteilheit größer.

Ein zweiter wichtiger Punkt ist die Abhängigkeit der Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen, die den Stromtransport durch die Röhre bzw. durch die Sperrschicht bewirken, von der absoluten Temperatur. Da das Ventil bei Zimmertemperatur, die Elektronenröhre im günstigsten Fall (Oxydkathoden) bei etwa der dreifachen absoluten Temperatur arbeitet, muß die Krümmung der Ventilkennlinie in der Umgebung des Nullpunktes der Saugspannung unter sonst gleichen Umständen größer sein als die Krümmung der Raumladungskennlinie.

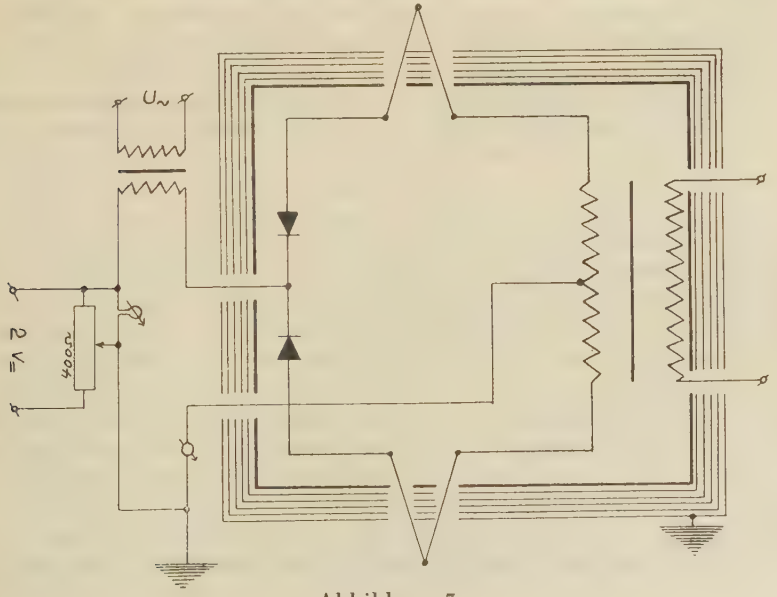

Abbildung 3.

Damit ist die Eignung des Sperrschichtventils für den vorliegenden Zweck bewiesen, doch darf nicht vergessen werden, daß das Ventil durch seine Eigenschaft als Zweipol im Gegensatz zur Röhre eine Belastung der Meßspannungsquelle hervorbringt. Ueber diese Einschränkung wird auf S. 37 näheres gesagt werden.

Figur 3 zeigt das vereinfachte Schaltbild der neuen Modulationsschaltung. Dabei wird vorausgesetzt, daß eine absolute konstante und sinusförmige Wechselspannungsquelle zur Verfügung steht.

Die Versuche wurden gemacht bei einer Vorspannung von 0.5 Volt und etwa 10 m.Volt Wechselspannung. In diesem Punkt beträgt der innere Widerstand des Ventils etwa 600 Ω. Da zunächst noch keine Angaben und Messungen für die günstigste Anpassung des Uebertragers vorliegen, wurde willkürlich Ri : Za = 10 : 1 gewählt. Der Scheinwiderstand einer Primärwicklung muß also 60 Ω betragen, d. h.: $\omega L = 60$. Bei einer Frequenz von 615 Hz beträgt $\omega = 3850$, und somit ist die Induktivität 16 mH. Der Eisenkern besteht aus sehr dünnem Eisenblech, um die Wirbelstromverluste möglichst gering zu halten. Die Primärwicklungen erhielten je 500 Windungen, die Sekundärwicklung 2000; dabei beträgt die gemessene Induktivität 27.1 und 577 mH. Die Mittelanzapfung wurde zur Herstellung der Erdsymetrie geerdet. Die Thermoelemente bestanden versuchsweise aus Kupfer-Konstantan.

Das Ausgangsinstrument zeigte bei dem günstigsten Abgleich in dieser Schaltung einen großen Restausschlag, dessen Ursachen ermittelt und beseitigt werden müssen. Da es kaum möglich ist, zwei völlig gleiche Ventile zu erhalten, werden auch die differentiellen Widerstände im Arbeitspunkt um kleine Beträge differieren, und als Folge davon zwei nicht völlig gleiche Ströme in den Wicklungen des Differentialtransformators fließen. Hier kann ein Ausgleichwiderstand in einem der beiden Zweige Abhilfe schaffen. Damit werden gleichzeitig kleine Ungleichheiten in der Gegeninduktivität der Transformatorhälften gemildert. Die außerdem in beiden Zweigen nicht völlig gleichen Phasenverhältnisse, die ihren Grund in der unterschiedlichen Wicklungskapazität und der Ungleichheit der Ventilkapazität haben, werden durch eine veränderliche Kapazität ausgeglichen, die von einem Wicklungsende zur Erde führt. Durch diese Maßnahme ist es möglich, den Restausschlag auf ein Mindestmaß zu reduzieren. Daß überhaupt noch ein Restausschlag verbleibt, liegt daran, daß die Kennlinien der beiden Ventile im Aussteuerbereich kleine Abweichungen zeigen. Denkt man sich die Funktion der Kennlinie in einer Reihe entwickelt, so bewirkt der Ausgleichwiderstand nur den Abgleich des linearen Gliedes, während die Abweichungen der Glieder höherer Ordnung nicht kom-

pensiert werden können. Daher tritt an der Sekundärwicklung des Differentialtransformators eine Anzahl höherer Harmonischer auf, die durch Filterung im Verstärker beseitigt werden muß. Der Einfachheit halber wurden zwei Resonanzkreise vor der ersten und der vierten Verstärkerstufe verwandt, die auf die Grundfrequenz abgestimmt wurden. Deren Dämpfung bewirkt, daß die höheren Harmonischen nicht vollständig unterdrückt werden. Die Schaltung hat jetzt folgendes Aussehen (Abb. 4):

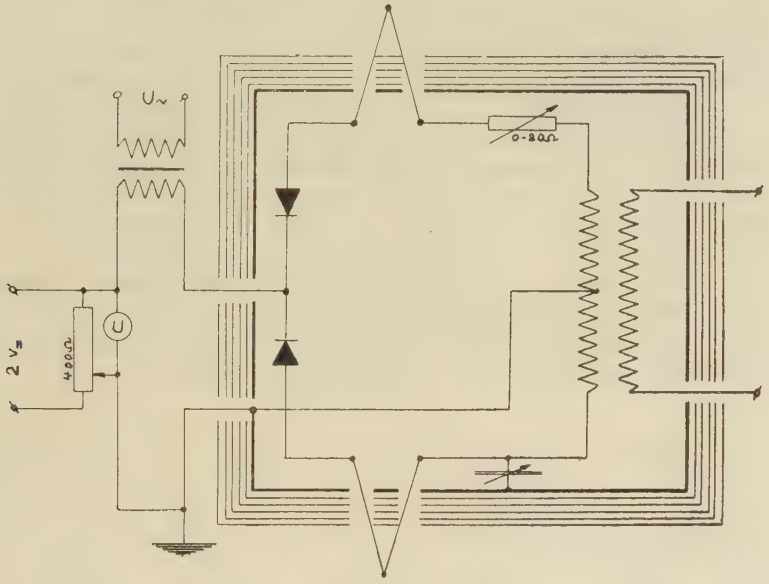

Abbildung 4.

Es muß jetzt noch eine weitere Störungsursache behandelt werden. Bis jetzt war die Rede von Störungen, die im Gerät ihre Ursache haben, aber auch von außen gelangen sie im Gerät zur Wirkung[6]). Sie können sehr beachtlich sein und müssen auf alle Fälle unwirksam gemacht werden. Das Meßgerät wurde daher in ein zylindrisches Gefäß, aus mehrfachen dünnen Eisenblechen bestehend, eingebaut. Es zeigte sich, daß damit die hauptsächlichsten Störungen beseitigt waren, daß aber immer noch ein Teil hindurchkam, der aber durch Drehung des Gefäßes noch teilweise unschädlich gemacht werden konnte. Selbst ein Eisenpanzer von 5 mm Stärke läßt noch langsame magnetische Störungen in Form ruckartiger, völlig unregelmäßiger Pendelbewegungen wirksam werden[10]).

Die Einfachheit des Meßgerätes ist nun schon in befriedigendem Maße gestiegen, aber die kleine Hilfsspannung ist noch ein kleiner Schönheitsfehler. Es wurde daher versucht, diese Spannungsquelle zu beseitigen und auf noch einfachere Abstimmöglichkeit zu kommen. Dadurch, daß der günstigste Arbeitspunkt bei 0.5 Volt liegt, benötigt man die kleine Hilfsspannung. Dieser Fehler wird durch ein Ventil beseitigt, das im Schnittpunkt der Koordinatenachsen seinen Arbeitspunkt hat, sonst aber die gleich günstigen Eigenschaften für das Meßgerät zeigt. Ein solches Ventil ist der K u p f e r o x y d u l g l e i c h r i c h t e r. Es lag also nahe, die bisher verwandten Zellen durch solche zu ersetzen und dieselben Versuche wie vorher anzustellen. Es ergab sich, daß das neue Gerät bei guter Stabilität sogar noch größere Empfindlichkeit aufwies. Bezüglich des Arbeitspunktes gilt dasselbe, was für das vorher verwandte Ventil gesagt wurde und aus der Charakteristik zu erkennen ist. Abb. 5 stellt die Widerstandskennlinie einer Kupferoxydul-Gleichrichterzelle, Abb. 6 die verbesserte Schaltung der Modulationsstufe dar.

Da der genaue Verlauf der Kennlinie für den inneren Widerstand im Bereiche kleiner Spannungen nicht genau genug aus der Strom-Spannungsmessung errechnet werden konnte, wurde er in einer Brücke gemessen, deren Schaltbild Abb. 7 zeigt.

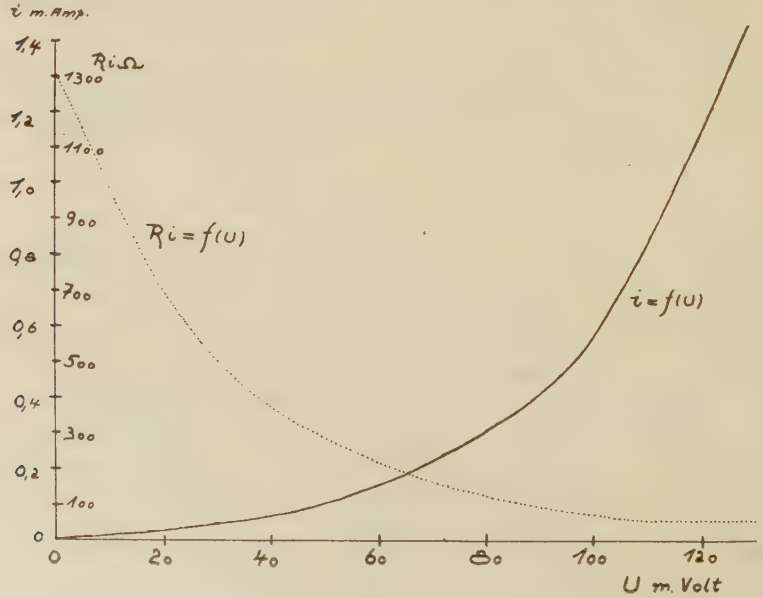

Abbildung 5.

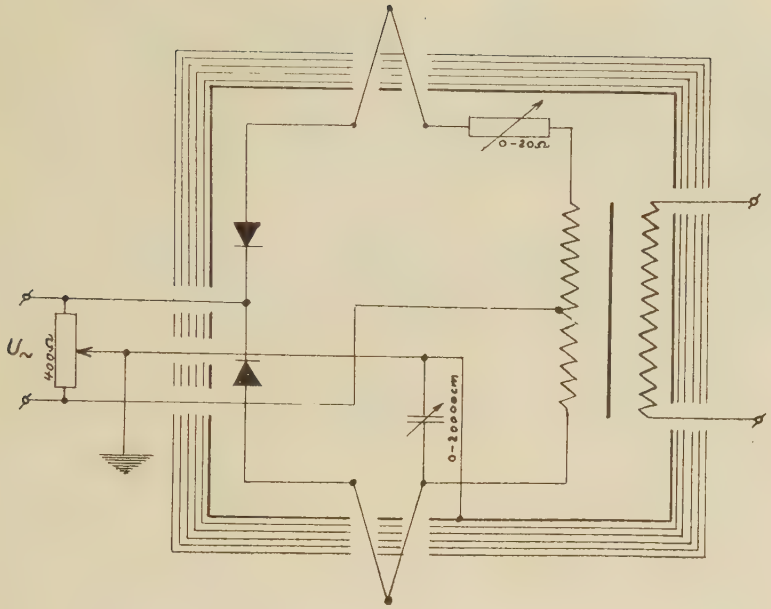

Abbildung 6.

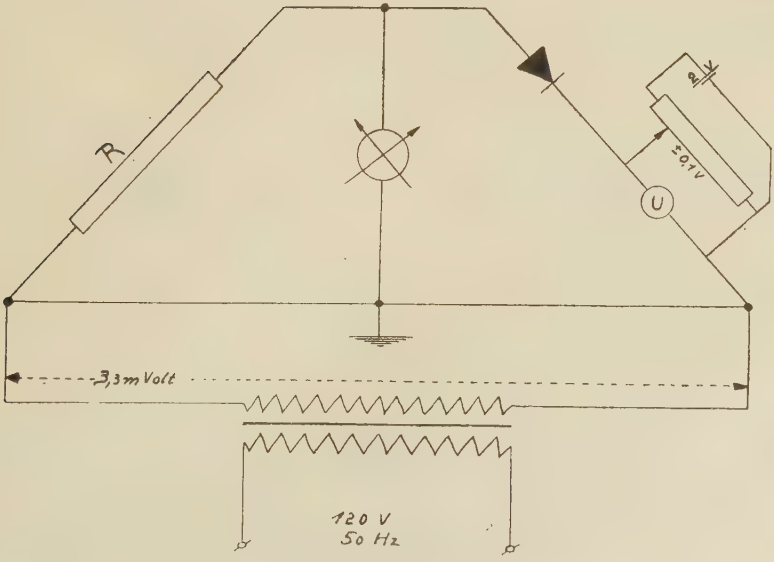

Abbildung 7.

Durch die aufgedrückte Gleichspannung werden die gewünschten Punkte der Kennlinie eingestellt und die überlagerte kleine Wechselspannung, in diesem Falle 3.3 mVolt, und 50 Hz, gestattet die direkte Messung von Ri durch Vergleich mit einem eingeschalteten Widerstand R. Der kapazitive Leitwert ist bei der niedrigen Meßfrequenz zu vernachlässigen. Diese genaue Messung zeigt also, daß die Steilheit der Ri = f(U) Kennlinie um den Nullpunkt am größten ist.

Im Meßgerät sind zum Nullabgleich zwei Abstimmöglichkeiten vorhanden: der veränderliche ohmsche Widerstand und der Drehkondensator. Besonders nachteilig wirkt sich der veränderliche Widerstand aus, da selbst bei guter Ausführung stets Kontaktpotentiale auftreten, die, wie schon gesagt, in der Größenordnung der Meßspannung liegen. Nachdem das Gerät bei einer bestimmten Zimmertemperatur auf Null abgeglichen war, wurde der Widerstand fest eingelötet und nach einer Möglichkeit gesucht, diese notwendige Abstimmung durch eine bessere, wenn möglich außerhalb des Abschirmtopfes zu bedienende zu ersetzen. Da, wie Versuche zeigten, bei verschiedener Größe der Wechselspannung auch die Größe des Ausgleichwiderstandes verschieden ist, muß bei festeingestelltem Widerstand eine kleine Amplitudenänderung auch einen Nullabgleich ermöglichen. Dies wurde durch Versuche bestätigt. Nunmehr kann also der Abgleich an dem Schwingungserzeuger erfolgen, ohne den jetzt festeingestellten Ausgleichwiderstand verändern zu müssen.

Der zuvor verwandte Eingangsübertrager mit Mittelanzapfung wurde durch einen anderen ersetzt und ein Spannungsteiler angeschlossen, dessen Schleifer geerdet ist. Dieser Spannungsteiler hat folgende angenehme Eigenschaft: hat man die Ausgleichkapazität eingestellt und verstellt den Erdungsschleifer, so verändert sich auch die Einstellung der Kapazität, d. h.: man stellt den Kondensator auf einen günstigen Wert ein und gleicht mit diesem Spannungsteiler auf Null ab. Nunmehr sind alle veränderlichen Teile aus dem Abschirmtopf verschwunden und nach einer einmaligen Anfangseinstellung kann er für dauernd geschlossen bleiben.

Um Versuchsreihen aufnehmen zu können, muß eine Wärmequelle vorhanden sein, die über lange Zeiträume konstant bleibt. Dies ist aber umständlich und erfordert viel Zeit. Für die Laboratoriumsversuche ist es aber gleich, ob die Meßspannung den Thermoelementen oder irgendeiner genau bestimmten Spannungsquelle entnommen wird. Die verwandten Kupfer-Konstantan-Thermoelemente hatten zudem noch den Nachteil, daß nach Entfernung der Erwär-

mungs- oder Strahlungsquelle die erzeugte EMK nicht eindeutig auf Null zurückgeht. Da Spannungen von einigen Mikrovolt benötigt werden, bei dem Thermoelement Kupfer-Konstantan die Temperaturdifferenz der Lötstellen 1—2° beträgt, ist deren Erzeugung und Konstanz für die Messung wenig angenehm. Es wurde daher ein gekuppeltes Spannungsteilersystem eingeführt, das an einem außerhalb des Abschirmtopfes zu bedienenden Schalter wahlweise Spannungen von 3, 13 und 50 μ Volt an einen Widerstand von 1 Ω erzeugt. Dadurch ist es möglich, leicht die angegebenen Werte einzustellen, während bei Abschaltung die Spannung sofort auf Null zurückgeht. Abb. 8 zeigt die Schaltung. Die beiden unteren Skizzen zeigen die Schaltanordnung des gekuppelten Spannungsteilers.

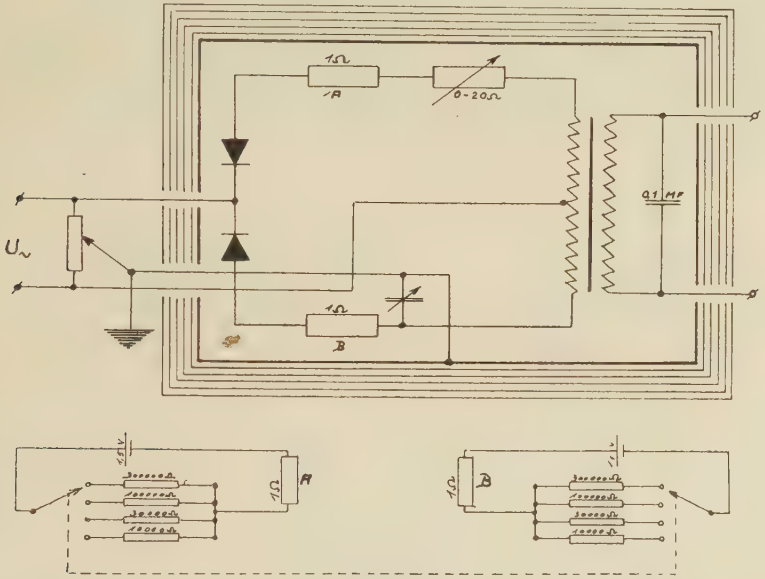

Abbildung 8.

3. Der Verstärker.

Der im Abschnitt 1b beschriebene einfache Verstärker wurde durch einen dreistufigen Widerstandsverstärker von Loewe ersetzt. Versuche haben gelehrt, daß noch eine größere Verstärkung möglich ist, ohne die Stabilität zu gefährden. Der Verstärkungsgrad ist nur bedingt durch die Stabilität, d. h. der Schwankung der Nullage, und die Restspannung, die durch das Meßgerät in die Verstärkung ein-

geht. Ohne diese Bedingung zu gefährden, konnte noch eine weitere transformatorische Stufe mit einer RE 134 zugefügt werden. Da bei den ganzen Messungen die Frequenz konstant gehalten wird, ist es ohne weiteres möglich, Resonanzstufen zu verwenden. Auf S. 12 wurde gezeigt, daß zur Unterdrückung der durch die Ungleichheit der Modulationswege verursachten Harmonischen Filter mit erheblicher Sperrdämpfung erforderlich sind. In dem vorhandenen Gerät wurde zunächst der Uebertrager der Endstufe durch einen Kondensator abgestimmt. Bei einem vierstufigen Verstärker kann man aber ohne weiteres noch eine Stufe mit Resonanz ausrüsten; mehr ist nicht empfehlenswert, da sonst leicht Eigenerregung auftritt.

Bei den ersten Versuchen wurde der Verstärker nur aus Batterien betrieben. Da es sich um Gleichstromröhren handelt, wurde auch weiterhin Batterieheizung verwandt und nur die Anoden- und Gitterspannungen aus einer gewöhnlichen Netzanode entnommen. Es zeigten sich keinerlei Betriebsbeeinträchtigungen, und man könnte wahrscheinlich auch netzgeheizte Röhren verwenden, etwa vom Typ einer REN 904. Abb. 9 zeigt das Schaltbild des gesamten Verstärkers.

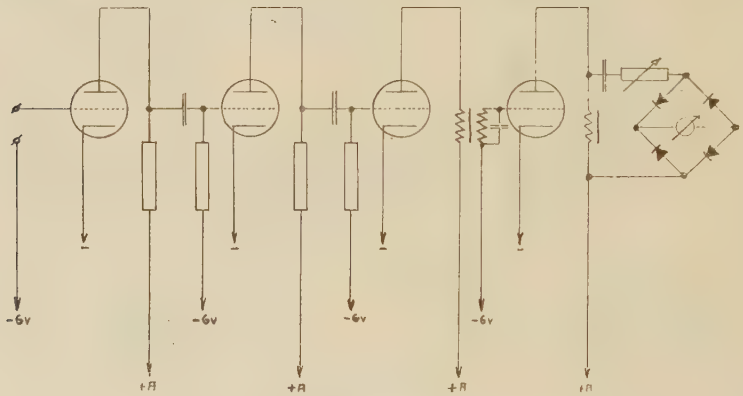

Abbildung 9.

Der Anbau weiterer Verstärkerstufen erscheint nicht ratsam, da sonst die unvermeidlichen Störungen sich unliebsam bemerkbar machen würden. Von der Verwendung von Schirmgitterröhren wurde abgesehen, da es sich um einen reinen Meßverstärker handelt und solche Röhren infolge der doppelt gekrümmten Kennlinie durch Stromübernahme des Schirmgitters leicht zur Bildung von Oberwellen neigen.

Die gelieferte Ausgangsspannung muß nun gemessen werden. Zu diesem Zwecke wurde in den Anodenkreis der Endröhre ein

Uebertrager geschaltet, der einerseits an die Endröhre und andererseits an das Meßinstrument, ein 3 mA-Ventilinstrument, angepaßt ist. Bei der Eichung des Instrumentes mit dem Ausgangsübertrager stellte sich jedoch heraus, daß die angezeigte Spannung bei kleinen Werten keineswegs proportional mit der Eingangsspannung war und nur $^1/_{10}$ des Sollwertes betrug. Das hat seinen Grund darin, daß das zur Gleichrichtung der Meßspannung benutzte Ventil ein nichtlinearer Leiter ist, d. h.: es fließt bei kleinen Spannungen infolge der Krümmung der Charakteristik ein viel kleinerer Strom, als einem linearen Leiter zukommen würde. Diesem Uebel kann man begegnen durch Vorschaltung eines hochohmigen Widerstandes; dann reicht aber die Empfindlichkeit des seitherigen Instrumentes nicht mehr aus und es wurde deshalb durch ein anderes ersetzt, das mit 400 μA über die Skala geht. Die Schaltung sieht nach Abb. 10 dann so aus:

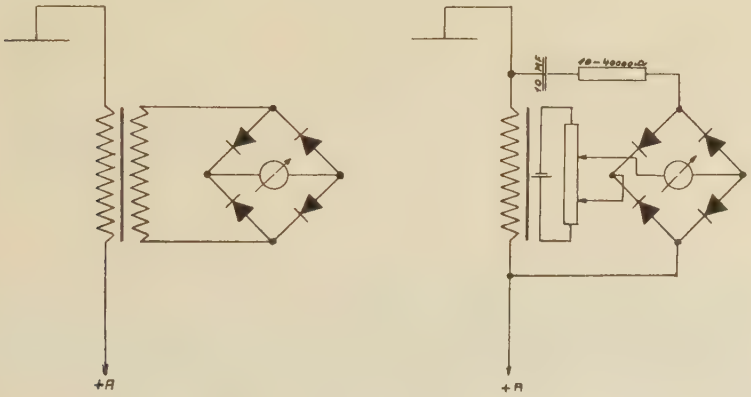

Abbildung 10.

Links ist der ursprüngliche Ausgang dargestellt, rechts der neu entwickelte. Um einen möglichst großen Meßbereich überstreichen zu können, wurden drei verschiedene Vorschaltwiderstände von 10 000, 20 000 und 40 000 Ω verwandt. Nachdem nun der Verstärker in Ordnung ist, wurde das Instrument mit 50 Hz und der gesamte Verstärker mit der Meßfrequenz (615 Hz) geeicht. Abb. 11 zeigt die Kennlinie des gesamten Verstärkers.

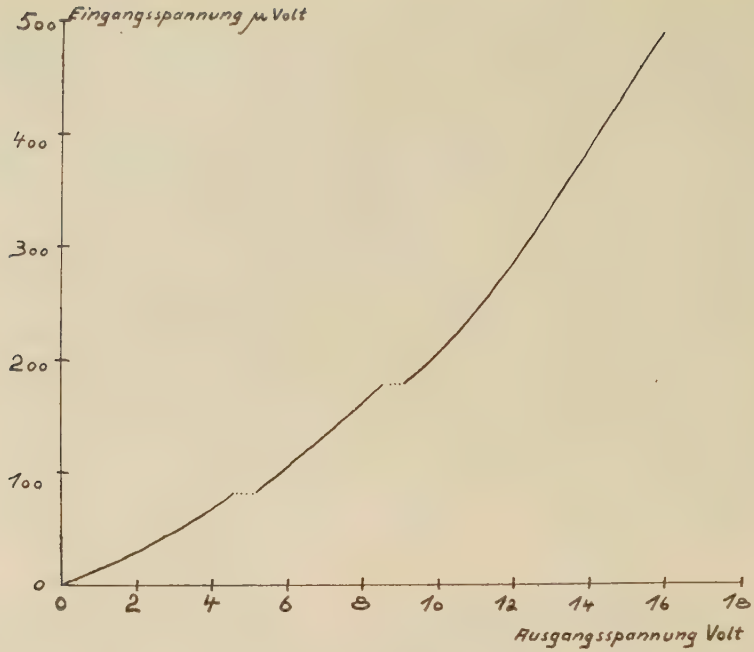

Abbildung 11.

4. Der Schwingungserzeuger für die Trägerfrequenz.

Für die Umwandlung der Gleich- in Wechselspannung ist ein Generator erforderlich, der die benötigte Spannung mit konstanter Amplitude und Frequenz (615 Hz) liefert und der außerdem oberwellenfrei ist. Die bekannten Erregerschaltungen wurden daher auf ihre Kurvenform und Amplitudenkonstanz untersucht, um ihre Brauchbarkeit für die Messungen zu ermitteln. Das rückgekoppelte Audion liefert bei schwacher Ankopplung eine ganz gute Kurvenform, wobei geringe Belastung Voraussetzung ist. Das Dynatron liefert sehr gute Kurvenform, nur ist die Amplitude sehr klein, und beiden Schwingungserzeugern gemeinsam ist die nicht genügende Frequenzkonstanz und Aenderung der Frequenz und Kurvenform mit der Belastung. Der letzte Fehler kann leicht durch eine angekoppelte Verstärkerstufe beseitigt werden; der erste Fehler jedoch ist von großer Wichtigkeit, sodaß von diesen Schaltungsarten abgesehen werden muß.

Die nächsten Versuche mit einem Glimmlampengenerator nach Kock[14]) fielen zu voller Zufriedenheit aus, und deshalb wurde er

für das Meßgerät zur Anwendung gebracht und ausgebaut. Der Schwingkreis L-C (Abb. 12) wird auf die gewünschte Frequenz abgestimmt und erhält seinen Anstoß durch die Kippfrequenz der Glimmlampe; mit dem Spannungsteiler P werden beide Schwingungen zur Resonanz gebracht und nur in diesem Zustand erhält man reine Sinusschwingungen und Konstanz.

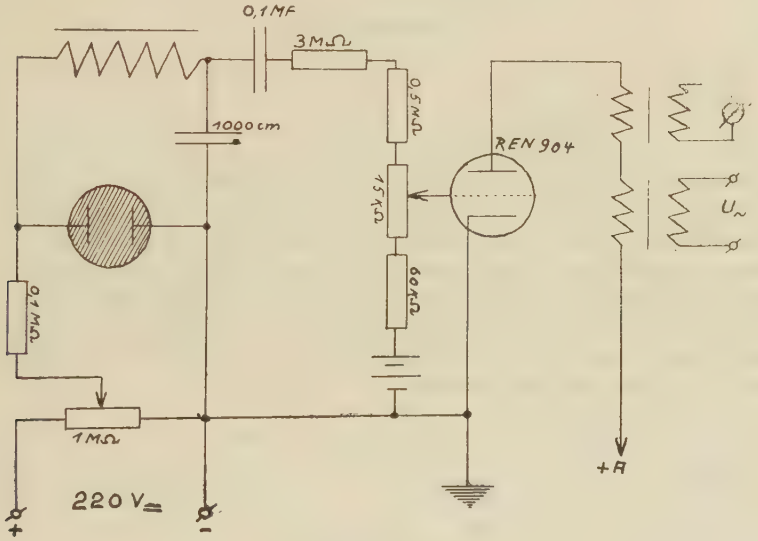

Abbildung 12.

Die erhaltene Wechselspannung wird über eine Kapazität von 0,1 Mf einem Spannungsteiler zugeführt, der auf das Gitter einer Niederfrequenzröhre arbeitet und jede beliebige Spannung einzustellen gestattet. Um den Schwingungserzeuger einfacher und betriebssicherer arbeiten zu lassen, wurde Vollnetzbetrieb angewandt. Als Spannungsquelle diente zunächst eine gewöhnliche Netzanode. Da die Kippfrequenz der Glimmstrecke stets mit dem Schwingungskreis in Resonanz sein muß und Spannungsschwankungen des Netzes auch Schwankungen der Kippfrequenz zur Folge haben muß, muß die Anodenspannungsquelle möglichst konstant sein. Das geschieht durch eine mit Glimmstrecke stabilisierte Netzanode, die im großen und ganzen ausreichend ist. Dieser Schwingungserzeuger hat nunmehr die zur Messung notwendigen Eigenschaften: die Frequenz bleibt über lange Zeiträume konstant, ebenso die Amplitude und er liefert reine Sinusschwingungen.

Die erhaltene Tonfrequenzspannung wird durch eine Verstärkerstufe verstärkt und durch einen Ausgangsübertrager dem Meßgerät

zugeführt. Die Wahl dieser Röhre hängt von der Leistung ab, die benötigt wird; in diesem Falle genügt eine REN 904. Der Transformator muß hochwertiges Eisen enthalten, um nicht am Ende noch Kurvenverzerrungen zu bekommen und er muß primärseitig überangepaßt sein. Das Uebersetzungsverhältnis beträgt 15:1.

5. Meßergebnisse.

a) Die Temperaturabhängigkeit des Modulators.

Die Charakteristik der Abb. 5 gilt nur für eine bestimmte Temperatur; bei Erhöhung oder Erniedrigung der Temperatur tritt eine Drehung der Charakteristik um den Nullpunkt ein[15]). Auf das Meßgerät muß diese Temperaturabhängigkeit natürlich auch von Einfluß sein und muß daher auch untersucht werden. Bei einer genau gemessenen Temperatur wurde das Meßgerät eingestellt und die bei Temperaturveränderung eintretende Nullpunktsverlagerung am Endausschlag in Volt gemessen. Nach Erreichung des Ausgangszustandes wurde die alte Nullstellung wieder erreicht. Die Abb. 13 und 14 zeigen die Meßresultate.

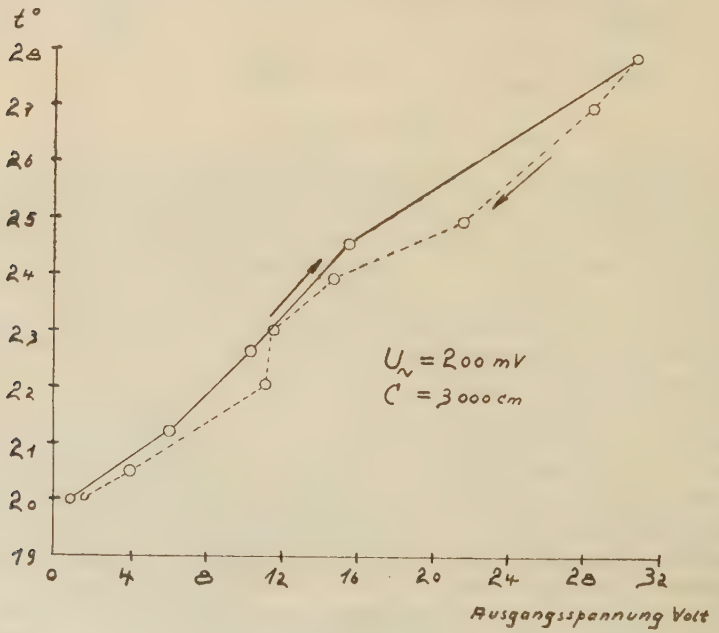

Abbildung 13.

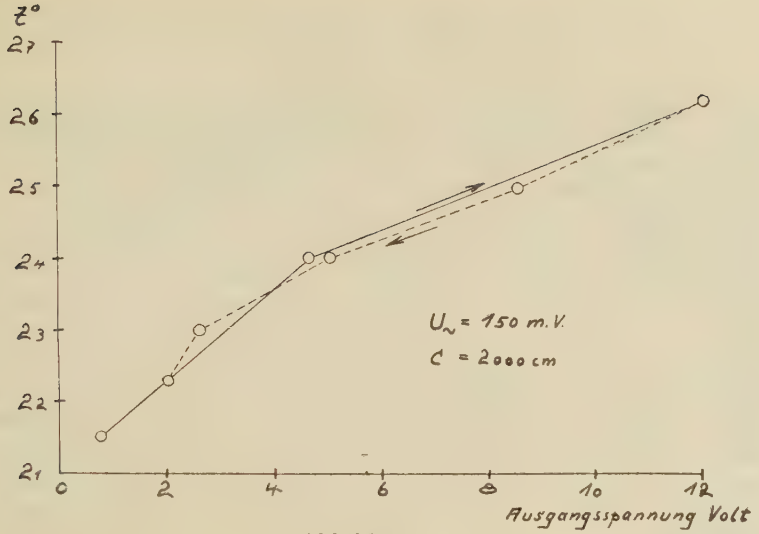

Abbildung 14.

Diese beiden Meßreihen wurden an verschiedenen Tagen aufgenommen. Es wurden konstant gehalten: die Modulationsspannung, die Trägerfrequenz und die Netzspannung. Die Ausgleichskapazität betrug in Abb. 13 3000 cm und bei Abb. 14 2000 cm. Wie ersichtlich ist, geht die Verstimmung des Meßgerätes linear mit der Temperatur und beträgt bei einer Aenderung um 1° C etwa 4 Volt, entsprechend einer Eingangsspannung am Verstärker von 70 µVolt.

Es muß nunmehr der Einfluß der Eingangsspannung und der Kapazität auf Verstärkungsfaktor und Stabilität untersucht werden. Die Zimmertemperatur konnte während der Messung als konstant angesehen werden. Die Dimensionierung des Ausgleichwiderstandes ist insofern von Bedeutung, als durch seine einmal festgelegte Größe die Tonfrequenzspannung bestimmt ist. Die Länge des Widerstandsdrahtes, dessen Wert in der Größenordnung von 1 Ω liegt und von den Dimensionierungen des Ventils und des Uebertragers abhängt, wurde verändert und sein Einfluß auf die Empfindlichkeit und Konstanz des Gerätes untersucht. Rein systematische Angaben über die Dimensionierung dieses Widerstandes zu machen, erübrigt sich, da er für das Gerät nur eine zufällige Größe bedeutet. Die mittels des Spannungsteilers aufgedrückte Gleichspannung betrug 5, 15 und 50 µVolt.

b) Untersuchung des Einflusses der Kapazität.

Zu diesem Zwecke wurde die Eingangsspannung konstant gehalten, verschiedene Kapazitäten von 1000—20 000 cm eingeschaltet und Nullabgleich durch den Ausgleichwiderstand hergestellt. Die Ausgangsspannung, die ein Maß für den Verstärkungsfaktor ist, wurde abgelesen und in Abhängigkeit vom Verstärkungsgrad betrachtet. Dabei zeigt sich, daß ein deutliches Empfindlichkeitsmaximum für alle Meßspannungen durchlaufen wird und trägt man dazu noch den Restausschlag in Abhängigkeit der Kapazität auf, so tritt deutlich zu dem vorher gezeigten Maximum ein Minimum des Restausschlages hinzu (Abb. 15). Diese Tatsache ist interessant und vereinfacht die kommenden Messungen beträchtlich, denn die weiteren Untersuchungen müssen ja auch den Zusammenhang der Kapazität und der Eingangsspannung zeigen. Man braucht also bei irgendeiner Spannung nur auf ein Minimum des Restausschlages einzustellen und hat damit gleichzeitig ein Verstärkungsmaximum.

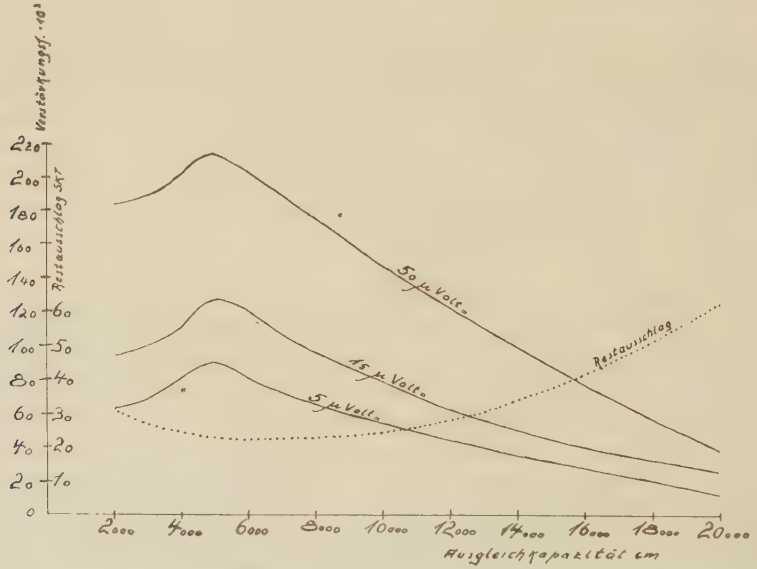

Abbildung 15.

Der Grund dürfte darin zu suchen sein: beide Spulen des Uebertragers sind gleich und wenn auch gleiche Ströme sie durchfließen, so kann die Differenzspannung nur Null werden, wenn die Phasen-

lagen beider Spulen stimmen. Eilt also in der einen Spule die Spannung dem Strom um 90° voraus, so muß dieser Winkel auch genau für die andere Spule stimmen. Daher kommt es also, daß nur bei einer bestimmten Größe des Phasenausgleichkondensators die Restspannung ihr Minimum erreicht.

Daß der Verstärkungsfaktor bei dieser Kapazität am größten ist, findet aus dem oben besprochenen ebenfalls seine Begründung. Liegen zwei Vektoren in entgegengesetzter Richtung mit gleicher Größe, so heben sie einander auf. Erfährt der eine von ihnen einen Zuwachs, so tritt eine Differenzspannung in Richtung dieses vergrößerten Vektors auf. Liegen diese Vektoren jedoch nicht in ihrer Verlängerungsrichtung, sondern irgendwo im Raum, so tritt eine Differenzspannung nach dem Vektordiagramm zu einem resultierenden Vektor auf. Erfährt nun einer dieser beiden wiederum einen Größenzuwachs, so tritt eine Drehung des Ersatzvektors ein und der Differenzvektor ist jetzt kleiner als im vorigen Fall.

Es liegt also bei der richtigen Kapazität ein Maximum des Verstärkungsfaktors und zugleich ein Minimum des Restausschlages.

c) Untersuchung des Einflusses der Eingangsspannung.

Die Charakteristik der Kuproxzelle verläuft in ihrem Anfang in starker Krümmung, um dann in einen nahezu gradlinigen Teil überzugehen. Das ist etwa der Fall bei 0.1 Volt. Von 0 bis 0.1 Volt wird also der gekrümmte Teil der Kennlinie überfahren und dies müßte auch der Teil sein, bei dem ein Maximum der Empfindlichkeit des Meßgerätes auftritt. Da aber, wie später ausgeführt, der differentielle Widerstand der Zelle gleich dem Scheinwiderstand des Ausgangsübertragers ist, so müßte dieses Maximum ungefähr bei 200 mV liegen. Die Ergebnisse der Messung sind in Abb. 16 festgelegt. Hier liegt also die Bestätigung der vorher angestellten Erwägungen.

Aber noch etwas sehr Wichtiges hebt sich deutlich heraus: die größte Stabilität des Gerätes fällt ungefähr mit dem Maximum der Empfindlichkeit zusammen. Unter Stabilität ist die Schwankung um die Nullpunktslage zu verstehen. Es hat also keinen Sinn, auf Kosten der Empfindlichkeit größere Stabilität erreichen zu wollen. Allerdings ist der Restausschlag in diesem Arbeitspunkt ziemlich groß, was aber trotzdem ohne Bedeutung ist, denn man kann ihn wegkompensieren (Abb. 10). Zu diesem Zweck liegt in Reihe mit dem Drehspulinstrument am Ausgang des Verstärkers der Abgriff eines Spannungsteilers, der an einer Akkumulatoren-

zelle bzw. bei Vollnetzbetrieb an einem kleinen Hilfsgleichrichtergerät liegt. Des weiteren gibt Abb. 16 Auskunft über die Dimensionierung der Ausgleichkapazität. Die Messung der Modulationsspannung geschah mittels Röhrenvoltmeter. Somit sind durch Messungen die wichtigsten Daten des Meßgerätes, mit Ausnahme des

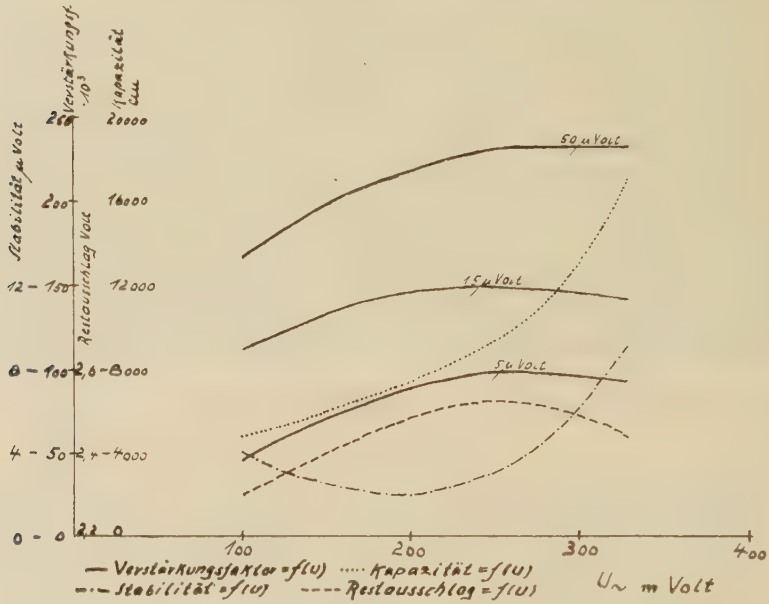

Abbildung 16.

Uebertragers, bestimmt, und man kann die Eichkurve aufnehmen, die den Zusammenhang zwischen der zu messenden Gleichspannung U am Verstärkereingang und der Ausgangsspannung Ua am Drehspulinstrument darstellt.

Abb. 17 zeigt die gemessene Kennlinie der gesamten Anordnung, Abb. 18 den daraus errechneten Verlauf des Verstärkungsfaktors als Funktion der aufgedrückten Gleichspannung, der aus der Größe der unvermeidlichen Restspannung an der Sekundärspule des Differentialtransformators bei günstigstem Abgleich erklärt werden kann. Durch geeignete Ventile und Betrieb mit 50 Hz, bei dem der Phasenausgleich wesentlich einfacher ist, ist eine kleinere Restspannung und damit eine größere Konstanz des Verstärkungsfaktors zu ermöglichen.

In den Anfangswerten geht die Abhängigkeit linear, um später in eine leichte Krümmung überzugehen. In den in der Kurve ange-

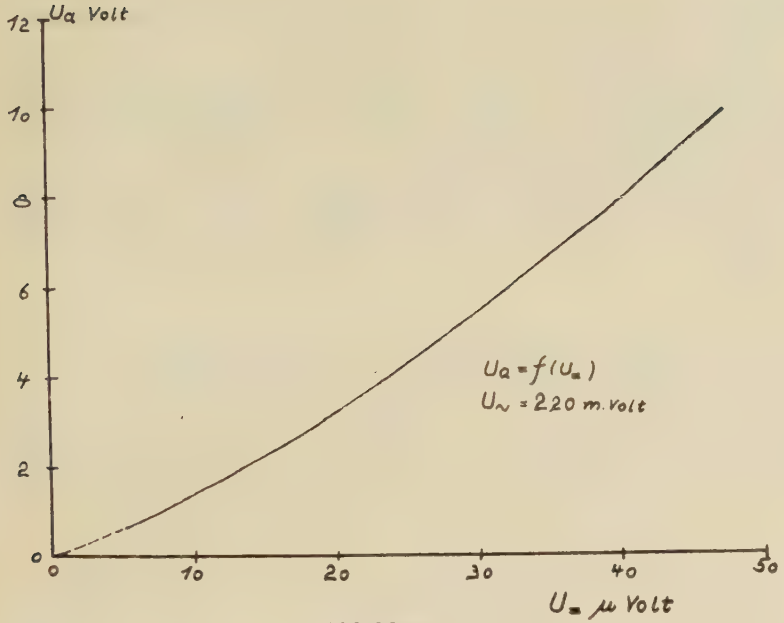

Abbildung 17.

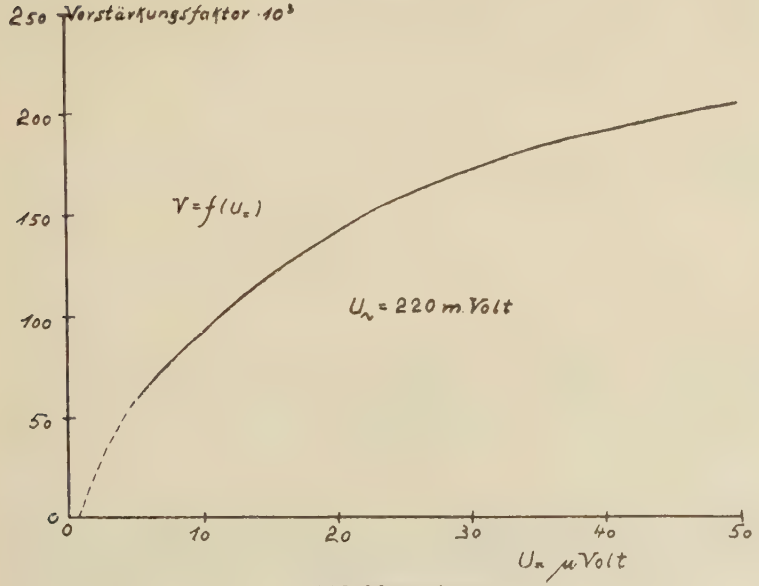

Abbildung 18.

gebenen Werten liegt der Verstärkungsfaktor zwischen 50 000 und 236 000.

Dieser Wert, durch den Verstärkungsfaktor des Niederfrequenzverstärkers dividiert, ergibt den „reinen Verstärkungsfaktor" der Modulationsstufe von 1:4.6, bezogen auf die Sekundärspule des Differentialtransformators. Es ist klar, daß dieser Wert noch weiter verbessert werden kann, wenn es gelingt, unter Berücksichtigung der im folgenden Kapitel beschriebenen Anpassungsbedingungen das Uebersetzungsverhältnis des Differentialtransformators zu erhöhen.

6. Das Ersatzbild der Modulationsschaltung. Näherungsrechnung der Optimalbedingungen.

Es soll nunmehr versucht werden, die gewonnenen Resultate rechnerisch zu begründen. Ausgegangen wird dabei von einem Kreis, der folgendes Aussehen hat (Abb. 19):

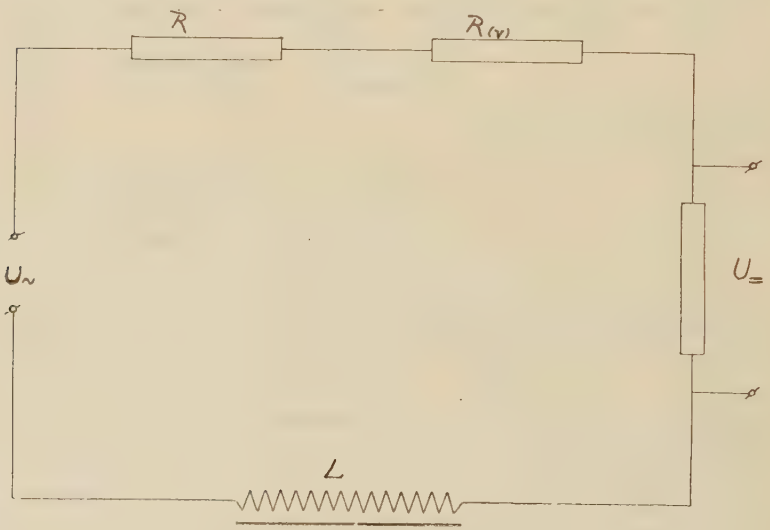

Abbildung 19.

Er setzt sich zusammen aus den ohmschen Widerständen, die unter R zusammengefaßt sind, aus dem nichtlinearen Widerstand Rv des Ventils, der Induktivität L der einen Primärspule des Uebertragers, der aufgedrückten Meßspannung U= und der an-

gelegten Tonfrequenzspannung $U_{\sim}$. Bei der anzusetzenden Gleichung wird von der Spannung ausgegangen, um daraus i zu erhalten, welches für den ganzen Kreis dasselbe ist. Um einen Ausdruck für die Spannung des nichtlinearen Leiters Rv zu erhalten, wird die bekannte Gleichung[16]) für i nach U aufgelöst:

$$i = \frac{1}{C_r \cdot R_o}\left(\varepsilon^{\frac{C_r \cdot U}{}} - 1\right)$$

$$U = \frac{1}{C_r} \ln (R_o \cdot C_r \cdot i + 1)$$

Hierin bedeuten Ro und Cr Konstanten des Gleichrichters und zwar Ro = 1500 Ω der differentielle Widerstand bei der Spannung U=O, und Cr =32,V die Richtkonstante. Die Gleichung für den Gesamtkreis hat die Form:

$$L \frac{di}{dt} + i \cdot R + \frac{1}{C_r} \ln (R_0 \cdot C_r \cdot i + 1) = U_m \cos\omega t + U =$$

Die Differentialgleichung ist in dieser Form nicht lösbar. Es muß daher versucht werden, das dritte Glied in eine andere Form zu bringen. Das kann nur geschehen, wenn man von der genauen Bestimmung der Charakteristik des Ventils durch eine e-Funktion absieht und eine weniger genaue kubische oder quadratische Funktion ansetzt. Die nächste noch gute Annäherung für i ergibt:

$$i = a \cdot U + b\ U^2 + C\ U^3$$

Die Konstanten, die empirisch ermittelt wurden, haben folgende Werte:

$$a = 0.00026/V$$

$$b = 0.026/V^2$$

$$c = 0.26/V^3$$

Diese Gleichung ist brauchbar bis zu einer Spannung von etwa 0.1 Volt, reicht also vollkommen aus. Aber auch dieser in die Hauptgleichung eingesetzte Wert, führt noch nicht zum Ziel und die letzte, noch mögliche Annäherung wurde durch

$$i = a \cdot U^2$$

gesetzt. Auch in dieser Form ist die Gleichung bis zu einer Spannung von 0.1 Volt verwendbar, nur mit dem Unterschied, daß der

Fehler in diesem Punkt 15% beträgt. Auf diese Art kommt man zu einer einfacheren Beziehung von U:

$$U = \sqrt{\frac{i}{a}}$$

Nunmehr lautet die Differentialgleichung:

$$L \frac{di}{dt} + i \cdot R + \sqrt{\frac{i}{a}} = U_m \cos\omega t + U =$$

Trotz dieser letzten Vereinfachung stellt sich heraus, daß die Gleichung immer noch nicht lösbar ist, ohne grundlegende Vernachlässigungen zuzulassen.

Es soll daher versucht werden, eine Lösung der Aufgabe auf anderem Wege zu finden. Gesucht ist die optimale Primär- und Sekundärinduktivität des Differentialtransformators und der Effektivwert des Wechselstromes in beiden Zweigen der Gegentaktschaltung.

Zu dem ersten Punkt ist zu bemerken, daß die angeführte Schaltung sich von dem in Abb. 19 gezeichneten Kreis durch die Resonanzabstimmung des Differentialtransformators unterscheidet. Die Parallelschaltung der reduzierten Kapazität zu einer Primärspulenhälfte wurde nicht angesetzt, da dies ein Uebergang der Differentialgleichung in die nächsthöhere Ordnung bewirkt hätte, und schon die Gleichung des vereinfachten Kreises unlösbar ist. Da die durch die gekrümmte Kennlinie der Ventile erzeugten Harmonischen nach Möglichkeit unterdrückt werden sollen, genügt für die Abschätzung der Anpassung die Behandlung nach der allgemeinen Wechselstromtheorie; eine Unsicherheit im Anpassungswiderstand um 50 v.H. ist nach dem Gesetz der Leistungsanpassung[18]) technisch belanglos.

Für den Resonanzfall hat jede Transformatorhälfte einen bestimmten (reellen) Scheinwiderstand, für die Harmonischen einen mit der Ordnungszahl fallenden kapazitiven Scheinwiderstand, sodaß also der Strom für die Grundwelle sicher am kleinsten ist. Für diesen Strom möge der differentielle Widerstand des Ventils in erster Annäherung als konstant angesehen werden. Dann muß die Bemessung des Differentialtransformators so vorgenommen werden, daß auf der Sekundärseite eine möglichst hohe Spannung auftritt. Diese Anpassung hängt davon ab, wie sich der differentielle Widerstand im Arbeitspunkt verhält und ob eine Ueber- oder Unteranpassung zu wählen ist. Um eine möglichst hohe Spannung auf der Sekundärseite zu erzielen, wird man ein hohes Uebersetzungsverhältnis wählen, aber stets muß der Scheinwiderstand

der Primärseite richtig bemessen werden. Die Sekundärwindungszahl ist begrenzt durch den Wicklungsraum und die Drahtstärke, sodaß sie für einen bestimmten Transformator als gegeben angesehen werden kann. Auf der Primärseite wird sich dann bei geringen Windungszahlen ein relativ großer Strom ausbilden und die Gleichspannungsverschiebungen werden große Wechselstromverschiebungen zur Folge haben, aber die entstandenen Spannungen sind gering und somit auch die Spannungsdifferenzen. Hohe Windungszahlen lassen nur kleinen Strom fließen und verursachen nur kleine Stromverschiebungen bei Aufdrücken der Gleichspannung, und obwohl große Spannungen entstehen, sind die Spannungsdifferenzen trotzdem klein. Dazwischen liegt nun ein Maximum, welches wegen der Annäherung, daß der Scheinwiderstand des Ventils ohmisch ist, in Analogie zur Optimalbedingung der Wheatstone'schen Brücke an der Stelle liegt: differentieller Widerstand des Ventils = Scheinwiderstand der Transformatorhälfte.

Zur Prüfung dieses Satzes an einem Modellversuch wurde das Ventil durch eine Röhre mit quadratischer Kennlinie ersetzt (Valvo A 411). Um An-, Ueber- und Unteranpassung erzielen zu können, wurde ein Transformator gewickelt, der primärseitig 14 000 Windungen trägt und zu je 1000 Windungen unterteilt ist. Die Sekundärwicklung hat 500 Windungen und ist mit einem Kondensator von 1/3 Mf auf Resonanz abgestimmt. Da bei Resonanzabstimmung keine Phasenverschiebung besteht, wurden die Scheinwiderstände primärseitig durch Spannungsvergleich an ohmschen Widerständen gemessen. Sie liegen zwischen 0.01 und 2 MΩ. Würde man den Transformator direkt in die Anodenleitung schalten, so würde der fließende Anodenstrom den Scheinwiderstand verändern; er muß daher gleichstromfrei gemacht werden. Der Anodenstrom führende Widerstand muß für Gleichstrom einen geringen Widerstand haben, dagegen muß er den Wechselstrom völlig sperren. Für diesen Zweck eignet sich eine Wolframröhre sehr gut, deren Wechselstromwiderstand im Sättigungsgebiet sehr groß ist (Größenordnung einige MΩ.) Die Abb. 20 und 21 zeigen den Scheinwiderstand in Abhängigkeit von der Windungszahl und das Schaltbild der Versuchsanordnung.

Die Röhre arbeitet, wie auch das Ventil, im unteren Knick; die Spannungen werden mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Diese Meßreihe soll also zeigen, wie die Anpassung sein muß und wie der innere Widerstand sich verhält.

Da im unteren Knick gearbeitet wird, entsteht eine große Zahl Harmonischer, die für die Versuche wertlos sind und ihren Weg

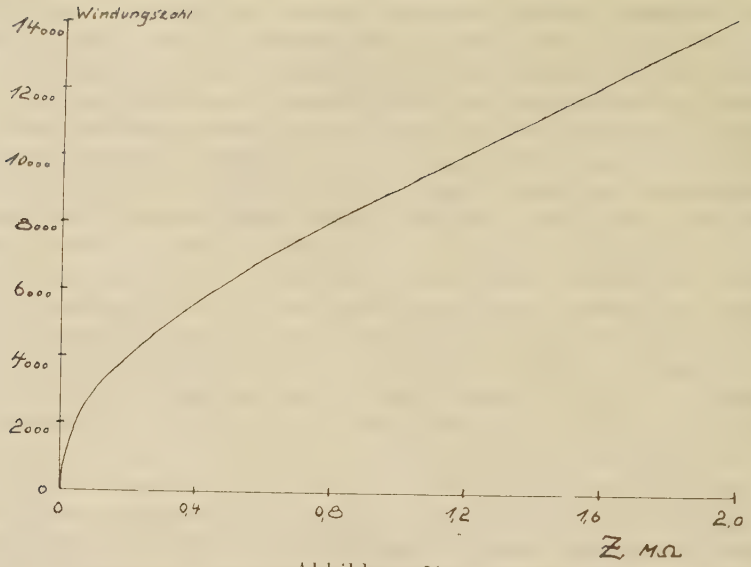

Abbildung 20.

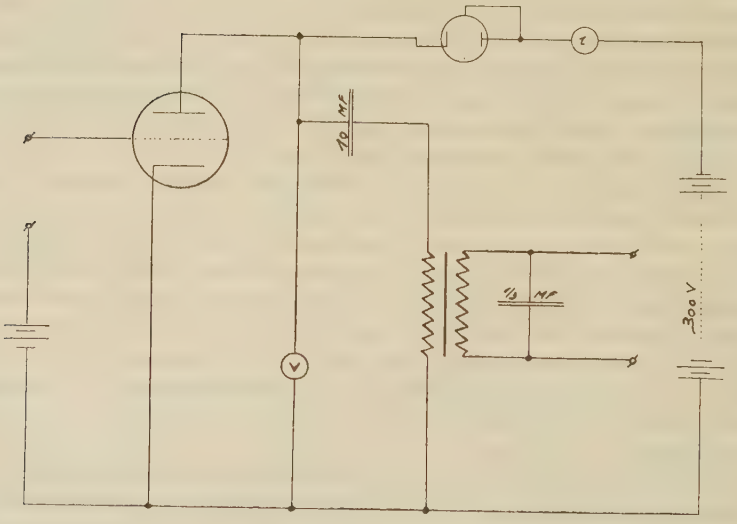

Abbildung 21.

über den für sie geringen Scheinwiderstand des Transformators nehmen. Der Anteil der Grundwelle des Stromes müßte also klein

sein, und wenn dies der Fall wäre, könnte man das von der Stromamplitude überfahrene Stück der Charakteristik als Gerade auffassen und den inneren Widerstand dieses Arbeitspunktes in Rechnung setzen. Wenn also die Messung zeigen würde, daß ia sehr klein ist, die dynamische Kennlinie sehr flach und der Scheinwiderstand gleich dem inneren Widerstand ist, so wäre der Beweis für die Richtigkeit der Behauptungen erbracht. Die beiden Meßreihen sind in den beiden Tabellen zusammengefaßt.

Wd	U_a	Z_a	i_a eff	i_a max	N_s
	Volt	KΩ	μ Amp.	μ Amp.	μ Watt
1000	1.50	10	150.0	211.0	225
2000	4.70	45	104.0	147.0	490
3000	7.66	100	76.6	108.0	587
4000	11.50	190	60.4	85.0	694
5000	14.00	310	45.2	63.8	632
6000	16.45	460	35.8	50.1	589
7000	17.90	600	29.8	42.0	535
8000	19.80	810	24.5	34.5	485
9000	20.80	1000	20.8	29.3	433
10000	21.40	1200	17.9	25.2	387
12000	23.30	1600	14.6	20.6	342
14000	22.40	1980	11.3	15.9	253

Die Anodenspannung Ua betrug 62 Volt, die Gittergleichspannung 2.5 Volt, die Gitterwechselspannung 2.21 Volt und der Anodengleichstrom 10 μ Amp., das ist also kurz vor dem Aufsatz der Charakteristik auf die Nullinie. Die Anodenwechselspannung wurde auf der Sekundärseite des Uebertragers gemessen und auf die Primärspule umgerechnet. Bei der nächsten Messung betrug Ua = 79 Volt, Ug= − 2.5 Volt, Ug∼ = 2.21 Volt, und ia 100 μ Amp. Hier muß der Anteil der Grundwelle natürlich größer sein als vorher, da der Arbeitspunkt im weniger gekrümmten Teil der Kennlinie liegt (Abb. 22).

Die Tabelle zeigt, daß die Leistungsanpassung im ersten Fall bei 190 KΩ und im zweiten Fall bei 100 KΩ Scheinwiderstand liegt. Nunmehr kann die dynamische Kennlinie für diese Arbeitspunkte aufgestellt werden und man erkennt das von der Stromamplitude der Grundwelle überfahrene Gebiet aus der Kurve. Es wird ein Bereich überstrichen, in dem man die Kennlinie tatsächlich als

Gerade auffassen kann, und man kann somit im Arbeitspunkt den differentiellen Widerstand einsetzen.

Wd	U_a	Z_a	i_a eff	i_a max	N_s
	Volt	K Ω	µ Amp.	µ Amp.	µ Watt
1000	2.6	10	266.0	367.0	701
2000	7.4	45	165.0	233.0	1220
3000	12.7	100	127.0	179.0	1610
4000	17.2	190	90.4	127.0	1550
5000	20.3	310	66.5	93.3	1350
6000	22.3	460	48.5	68.5	1080
7000	24.7	600	41.2	58.0	1010
8000	26.5	810	32.7	46.0	865
9000	28.9	1000	28.9	40.8	835
10000	29.6	1200	24.7	34.8	730
12000	30.7	1600	19.2	27.1	588
14000	32.5	1980	16.4	23.2	532

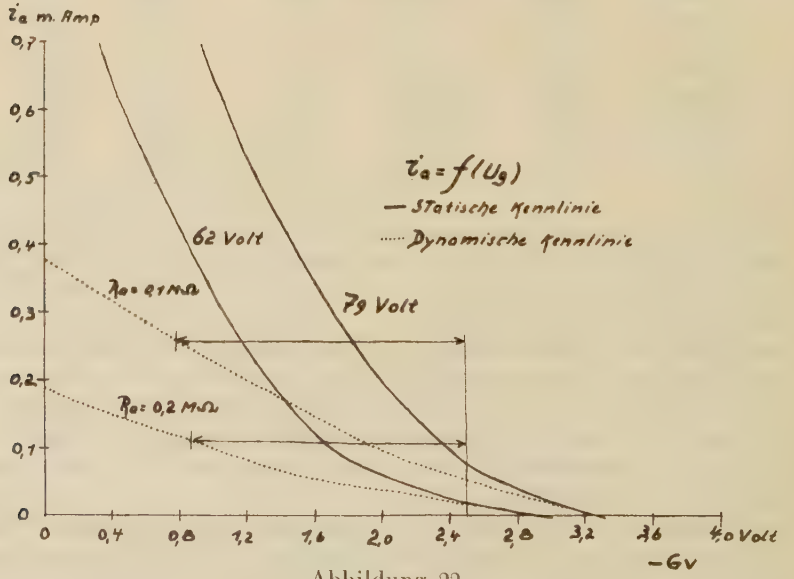

Abbildung 22.

Bei der Bemessung des Uebertragers wird man so vorgehen, daß man in den Wickelraum der Sekundärspule möglichst viel Windungen unterbringt, die Induktivität und den ohmschen Widerstand

mißt und auf Resonanz abstimmt. Der Scheinwiderstand ist dann:

$$Z_s = \frac{L}{C \cdot R}$$

Da der Scheinwiderstand mit dem Quadrat des Uebersetzungsverhältnisses geht und die Anpassung Ri = Za sein muß, lautet die Beziehung:

$$Ri = \frac{Z_s}{\ddot{u}^2} \qquad \ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_s}{Ri}}$$

Dadurch ist für die Primärseite direkt die Windungszahl gegeben, weil die Sekundärwindungszahl bekannt ist.

Es muß jetzt noch geprüft werden, wie sich die Dimensionen des in dem Meßgerät verwandten Uebertragers verhalten. Die Anpassung wurde damals unter ganz anderen Voraussetzungen vorgenommen; bekannt sind die Induktivitäten mit primär 27.1 mH, sekundär 577 mH, der ohmsche Widerstand mit 270 Ω und die Resonanzkapazität mit 0.1 Mf. Der Resonanzwiderstand ist:

$$Z_s = \frac{L}{C \cdot R} = \frac{0{,}577}{270 \cdot 10^{-7}}$$

$$Z_s = 21300\ \Omega$$

Da das Uebersetzungsverhältnis 1:4 ist, ist der primäre Scheinwiderstand:

$$Z_p = \frac{21300}{16} = 1330\ \Omega$$

Die Sekundärwicklung trug 2000 Windungen, also muß die Primärspule 500 Windungen haben, was in der Tat auch zutrifft.

Da jetzt auch der Scheinwiderstand des Ausgangsübertragers bekannt ist, kann man versuchen, die bei Aufdrücken der Gleichspannung auf der Sekundärseite entstehende Wechselspannung zu berechnen. Die Gleichspannung verschiebt den Arbeitspunkt in dem einen Kreis in den positiven, in dem anderen Kreis in den negativen Teil, d. h. also, der differentielle Widerstand des einen Ventils wird erniedrigt, der des anderen erhöht. Aus der Funktion Ri = f (U) der Abb. 6 kann man diese Widerstandsänderung ablesen, wobei zunächst vorausgesetzt wird, daß man die Kurve um den Nullpunkt in kleinem Bereich als Gerade ansehen kann. Bei einer Spannungsänderung um 10 mVolt ändert sich der differentielle Widerstand

um 300 Ω d. h. also, bei 5 μ Volt um 0.15 Ω. Beide Kreise des Meßgerätes sind nun mit genügender Genauigkeit bekannt, und man kann die Spannung an jeder Hälfte des Uebertragers annähernd berechnen. Die Differenzspannung, mit dem Gesamtübersetzungsverhältnis, hier 2, multipliziert, ergibt die Spannung auf der Sekundärseite. Die Werte sind dann:

U	U_{ber}	U_{gem}
(5 μVolt	23 μVolt	6 μVolt)
(15 μVolt	69 μVolt	37 μVolt)
50 μVolt	230 μVolt	230 μVolt

Bei Gleichspannungen, die so große Wechselspannungen zur Folge haben, daß die Restwechselspannung zu vernachlässigen ist, ist die Uebereinstimmung zwischen errechneten und gemessenen Werten sehr gut.

Auch noch etwas anderes läßt sich durch Rechnung beweisen, nämlich, daß die Anpassung tatsächlich Ri = Za sein muß. Man kann für den Ausgangsübertrager bei gleichem Uebersetzungsverhältnis verschiedene Scheinwiderstände in Rechnung setzen und erhält so die in Abb. 23 dargestellte Anpassungskurve.

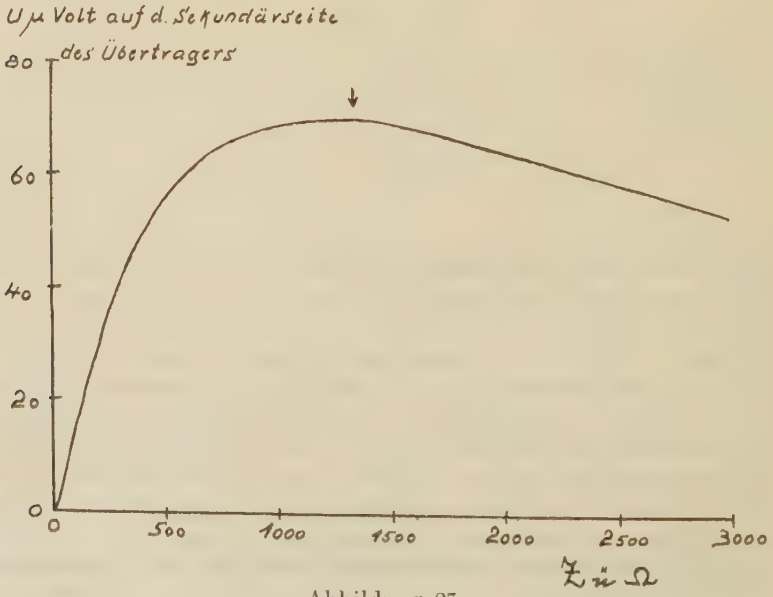

Abbildung 23.

7. Anwendungen und Grenzen des Meßwechselrichters.

Zum Schluß seien noch Erwägungen für die Verwendbarkeit des entwickelten Gleichstromverstärkers angestellt. Von Anfang an ist die Rede gewesen von der Verstärkung der von den Thermoelementen gelieferten Gleichspannung. Diese Elemente haben je nach Ausführung und Verwendungszweck verschiedenen Widerstand; bislang wurde vorausgesetzt, daß er gegen den Widerstand des Ventils zu vernachlässigen ist. Der innere Widerstand des Meßobjekts darf nicht zu hoch sein, da sonst die Arbeitsspannungen der Ventile zu stark geändert werden, jeweilige Neueichung erforderlich wäre und der Verstärkungsfaktor, wie in Abb. 16 ersichtlich, bei niederer Spannung absinkt. Der Eingangswiderstand der Modulationsschaltung ist im Gegensatz zur analogen Röhrenschaltung niedrig, er liegt in der Größenordnung des mittleren Ventilwiderstandes. Ueber die Verwendungsmöglichkeit dieses Meßgerätes muß demnach von Fall zu Fall entschieden werden.

Ist der Innenwiderstand in besonderen Fällen hoch, so muß dem bei der Konstruktion des Meßgerätes Rechnung getragen werden, d. h.: die Ventile müssen hochohmig und der Uebertrager dementsprechend angepaßt sein. (Vgl. die Kennlinie des Selenventils Abb. 2.)

Der die Ventile und Uebertragerspulen durchfließende Wechselstrom durchfließt gleichfalls die Thermoelemente, bzw. die Gleichspannungsquellen. Als Rückwirkung tritt eine Temperaturerhöhung der Lötstellen ein, welche im Wärmegleichgewicht eine konstante Verlagerung des Nullpunktes bewirkt. Dieser Prozeß ist in vielen Fällen ohne Bedeutung, da der fließende Wechselstrom in der Größenordnung zwischen 10^{-4} und 10^{-5} Amp. liegt; demzufolge ist die Rückheizung gering. Da, wie erwähnt, der Trägerfrequenzstrom die Gleichspannungsquellen durchfließt, sind somit der Anwendbarkeit des Meßgerätes Grenzen gesetzt.

Es erhebt sich noch die Frage, welche Temperaturdifferenzen in dieser beschriebenen Art nachgewiesen werden können. Dabei wird vorausgesetzt, daß alle Teile bei der Ueberschlagsrechnung unverändert bleiben. Das Ausgangsinstrument geht mit 400 µAmp. über die Skala und ist in 80 Skalenteile unterteilt. Es ist also leicht möglich, auf diese Skala ½ Teilstrich abzulesen, das entspricht, laut Eichkurve, einer Aenderung der aufgedrückten Gleichspannung von 1 µVolt. Nimmt man als Spannungsquelle ein Vakuumthermoelement oder ein Tellurelement[17]) mit einer Gleichspannung von

400 µVolt/Grad, so wäre der Nachweis einer Temperaturdifferenz von 1/400 Grad ohne weiteres möglich. Hat man es also auf eine solche Messung abgesehen, so kann man sehr empfindliche Thermoelemente verwenden.

Das Ausgangsinstrument empfindlicher gestalten zu wollen, hat keinen Wert wegen der Schwankungsbreite der Störspannungen.

Wie aus Abb. 16 zu ersehen ist, liegt die Größe der Störspannung bei 2 µVolt. Das ist zunächst verwunderlich, weil dieser Wert sehr niedrig liegt. Die Elektronenemission einer Röhre ist nicht kontinuierlich und setzt sich zusammen aus einem Hauptstrom von Elektronen mittlerer Geschwindigkeit, zu denen Elektronenströme geringerer und größerer Geschwindigkeit treten. Diese unregelmäßige Schwankung der Elektronenzahl hat entsprechende Schwankung der Stromstärke des Anodenstromes zur Folge (Schroteffekt).

Nach Schottky[18]) entsteht infolge der Geschwindigkeitsschwankungen der Elektronen um einen Mittelwert ein Frequenzspektrum, das nach Fourier zerlegt werden kann in eine Summe von Einzelfrequenzen mit gleicher Amplitude. Die Größe der Störspannung am Anodenwiderstand der ersten Röhre gibt Barkhausen an mit:

$$U_e = \frac{J_e \cdot R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad \text{, wo} \quad J_e = \sqrt{J_s \cdot 2q\,(f_2 - f_1)}$$

für einen Sättigungsstrom $J_s = 10$ mAmp. und ein Frequenzband von $f_2 - f_1 = 5000$ Hz eine Stromschwankung von $4 \cdot 10^{-9}$ Amp. darstellt. Die äquivalente Gitterwechselspannung errechnet sich aus der Steilheit $S = \frac{1}{D \cdot R_i}$ zu

$$U_{g\,eff} = \frac{J_e}{S} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ Volt.}$$

Da nun aber der Verstärker mit zwei Resonanzstufen ausgerüstet ist, wird von diesem Frequenzspektrum nur ein schmales Frequenzband in der Umgebung der Resonanzfrequenz mitverstärkt, mithin tritt am Verstärkerausgang nur ein Teil der durch Schroteffekt entstandenen Störspannung auf. Sie ist für ein Frequenzband von 100 Hz $\sqrt{50}$ mal so klein, d. h. rund 1 µVolt.

Die zweite Komponente der statischen Störspannung ist der sogenannte Wärmekrach durch die Wärmebewegung der Elektronen in dem Eingangswiderstand der ersten Röhre. Der Effektiv-

wert der Spannung an der abgestimmten Sekundärspule des Eingangsübertragers ist

$$U_{eff} = \sqrt{8 \cdot Z \cdot R \cdot T \cdot df}$$

($Z = \frac{L}{C \cdot R} = 2 \cdot 10^4\ \Omega$ = Wirkwiderstand des Schwingungskreises, R = Gaskonstante, T = absolute Temperatur, df = Frequenzband.) Nach Einsetzen der Zahlenwerte ergibt sich

$$Ueff = 0.26\ \mu Volt.$$

Der schmale Durchlaßbereich bewirkt, daß Aenderungen der Gleichspannungen, deren Dauer kleiner als 10 ms ist, nicht mehr amplitudengetreu verstärkt werden.

8. Zusammenfassung.

Zur Messung kleiner Gleichspannungen stehen drei Verfahren zur Verfügung: spannungsempfindliche Drehspulinstrumente, Röhrengalvanometer und die Umwandlung in Wechselspannungen mit mechanischen Zerhackern oder Röhrenmodulationsschaltungen. Wenn in den letztgenannten Schaltungen die Elektronenröhren durch Sperrschicht-Ventile ersetzt werden, so ergibt sich als Hauptvorteil der Wegfall sämtlicher Hilfsspannungen. Dadurch wird die Nullpunktstabilität bis an die theoretische Grenze verbessert. Ein auf dieser Grundlage beruhender Meßwechselrichter wird in seinen Bestandteilen und seiner Wirkungsweise beschrieben. Da infolge der nichtlinearen Ventilkennlinie der Ersatzkreis der Modulationsschaltung nicht streng zu berechnen ist, wird ein Näherungsverfahren für die Berechnung der optimalen Dimensionierung gegeben. Zum Schluß werden Anwendungen und Grenzen der neuen Schaltung erörtert.

Diese Arbeit wurde im Institut für angewandte Physik der Universität Frankfurt a. M. unter Leitung von Herren Prof. Dr. M. Seddig und Dr. O. Schäfer angefertigt.

Literatur-Verzeichnis.

1. **Photozelle am Verstärker.** H. Einsporn. Physikalische Zeitschrift. 1936. Bd. 36, S. 347.
2. **Gleichstromverstärkung unter Verwendung von Elektronenröhren.** Rudolf Sewig. ATM. 1933. Z. 634—1.
3. **Über Gleichstromverstärkung, ihre Anwendung zu Messzwecken und ihre Grenzen.** Jaeger-Kußmann. Physikalische Zeitschrift. 1927. Bd. 28, S. 645.
4. **Sternphotometrie mit Photozelle und Verstärkerröhren.** Rosenberg. Die Naturwissenschaften 1921. Bd. 9, S. 359.
5. **Röhrengalvanometer.** Hauser, Jaeger, Vahle. Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus dem Siemens-Konzern. 1922. Bd. 2, S. 325.
6. **Über die Beseitigung der Wechselstromparasiten bei Gleichstromverstärkerröhren.** H. Greinacher. Zeitschrift für Physik. 1924. Bd. 23. S. 379.
7. **Eine evakuierte Verstärkeranordnung zur Messung kleiner Photoströme.** J. F. H. Custers. Zeitschrift für technische Physik. 1933. Jg. 14, S. 154.
8. **Das Fernsehen auf grosse Entfernungen.** Georges Valensi. Europäischer Fernsprechdienst. 1935. Hft. 41, S. 240.
9. **Objektive Photometrie.** Dr. phil. Rudolf Sewig. 1935. S. 77, S. 79.
10. **Verwendung und Konstruktion von Drosselspulen zur Messung sehr kleiner Gleichspannungen.** Rudolf, Colberg. Zeitschr. für Physik. 1935. Bd. 93, S. 507.
11. **Das Elektronenröhren-Mikrovoltmeter für schnellschwingendes spannungsempfindliches Gleichstrominstrument für thermoelektrische Messungen.** Edgar Wohlisch. Zeitschrift für Instrumentenkunde. 1931. Bd. 51, S. 312.
12. **Die Verstärkung kleiner Thermospannungen.** J. Krönert, Hildegard Miething. Wissenschaftl. Veröffentlichungen a. d. Siemens-Konzern. 1930. Bd. 9, S. 122.
13. **Beiträge zur Gleichstromverstärkung.** K. Lämmchen. Lorenz Berichte. 1935. Nr. 8, S. 3.
14. **Der induktive Glimmentladungsoszillator und seine Anwendungsmöglichkeiten.** Winston E. Kock. Zeitschrift für technische Physik. 1934. Jg. 15. Nr. 10, S. 377.
15. **Zur Theorie der Tonfrequenzmessgeräte mit Trockengleichrichtern.** R. Feldkeller, H. Kerschbaum. Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik. 1931. Jg. 1. Folge 2, S. 84.
16. **Der Kupferoxydulgleichrichter in der Messtechnik.** R. Tamm, F. Bath. Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik. 1936. Jg. 6, S. 51.
17. **Tellur-Thermoelemente.** B. Lange, W. Heller. ETZ. 1931. S. 1529.
18. **Lehrbuch der Elektronenröhren.** Dr. H. Barkhausen. 1933. Bd. 2. S. 243.

Lebenslauf.

Am 1. August 1907 wurde ich, Kurt Pfeiffer, in Frankfurt a. M. geboren. Von 1914—1926 besuchte ich die Sachsenhäuser Oberrealschule, von 1926—1928 die Ziehen Oberrealschule und bestand Ostern 1928 an dieser Anstalt die Reifeprüfung. Von Ostern bis Herbst 1928 arbeitete ich als Werkstudent bei H. Fuld & Co., Telephon und Telegraphenwerke A.-G. und belegte dann an der Technischen Hochschule Darmstadt Elektrotechnik. Die Semesterferien benutzte ich zur weiteren praktischen Arbeit in verschiedenen Frankfurter Betrieben. Ostern 1931 wechselte ich das Studium und belegte an der Universität Frankfurt a. M. Als Hauptfach wählte ich Angewandte Physik mit Experimentalphysik und Mineralogie als Nebenfächer.

Meine akademischen Lehrer waren die Herren Professoren: Déguisne, Dessauer, Seddig, Meissner, Nacken, zur Strassen, Laibach, Hellinger, Gramberg, Wilhelmy, Magnus, Rajewsky.